

DS-CDMA 系统中最大比合并的性能分析¹

盛 彬 尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要: 该文推导了存在信道估计误差的 DS-CDMA 系统在多径 Rayleigh 衰落信道中的误码率。数值计算结果表明当实际系统中的信道估计存在误差并且信道多径功率不等时, 在假设相等噪声功率和理想信道估计下得到的传统最大比合并方法因无法输出最大的信噪比而性能明显下降。

关键词: 最大比合并, 误码率, 信道估计, 直扩码分多址

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)09-1351-07

Performance Analysis of Maximal Ratio Combining Diversity in DS-CDMA Systems

Sheng Bin You Xiao-hu

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast Univ., Nanjing 210096, China)

Abstract A new expression for the Bit Error Rate(BER) of a Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access (DS-CDMA) system with non-ideal channel estimation in a frequency-selective Rayleigh fading channel is derived and evaluated. The analysis assumes an arbitrary number of independent, but non-identical resolvable paths combined by the conventional Maximal Ratio Combining(MRC) algorithm which is known to produce maximal signal-to-noise ratio for diversity channels with equal noise powers and perfect channel estimates. The results obtained show that in such systems, the effects of non-identical fading and the channel estimation error on system performance cannot be ignored.

Key words Maximal ratio combining, Bit Error Rate (BER), Channel estimation, DS-CDMA

1 引言

直接序列扩谱 (DS/SS) 的 CDMA 蜂窝通信技术以其系统容量大、频谱利用率高、内在的抗多径能力等特点显示出巨大的发展潜力^[1], 目前已经成为第三代移动通信无线传输的主流技术。在 DS-CDMA 系统中, Rake 接收机对那些沿不同路径到达, 独立衰落的多径信号进行相干合并, 从而实现了分集接收, 提高了输出信号的信噪比。由于在分集系统中, 最大比合并能提供最大的输出信噪比, 是最优的合并算法^[2], 所以 Rake 接收机一般采用最大比合并。由于我们通常假设 Rake 接收机是工作在具有相等噪声功率和理想信道估计的分集系统中, 所以传统的最大比合并系数就设为得到的信道估计的共轭。文献 [3] 推导了采用这种最大比合并的 Rake 接收机在多径衰落信道中的误码率。然而, 由于在实际的码分多址系统中, 我们显然无法获得完全准确的信道参数, 所以文献 [3] 的结果有一定的局限性。Guenach 等注意到这个问题, 并在文献 [4] 中从判决变量特征函数的角度进行了分析。本文也考虑了信道估计误差, 但在文献 [3] 的基础上, 从输出信噪比的角度推导了 DS-CDMA 系统在多径 Rayleigh 衰落信道中的误码率, 并且通过数值计算发现在衰落信道各径功率不等的情况下, 这种最大比合并方法不是最优

¹ 2003-04-24 收到, 2003-10-22 改回

的。实际上，由于信道各径功率不等，由扩频码的互相关和自相关导致的各分集支路的噪声功率也是不相等的^[5]，所以这种最大比合并显然无法获得最大的输出信噪比。

2 DS-CDMA 系统模型

假设系统由 $K + 1$ 个同时传输的用户码道组成（第 0 个用户是所要解调的用户），其等效基带发射信号可表示为

$$s(t) = \sum_{i=0}^K s_i(t) = \sum_{i=0}^K \sqrt{2P} b_i(t) a_i(t) \quad (1)$$

其中 $s_i(t)$ ($0 \leq i \leq K$) 为第 i 个用户码道的等效基带信号； $b_i(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^{(i)} h_T(t - jT)$ 为第 i 个用户码道的数据信号波形，其中 $\{b_j^{(i)}\}$ 为扩频前等概率的 BPSK 调制的信息符号序列， $h_T(t) = 1$ 当 $0 \leq t \leq T$ 时； $T = T_C N$ 是信息比特的周期，其中 T_C 是扩频序列的 Chip 周期， N 是系统的扩频增益； P 为平均发送功率，这里假设每个用户码道的发射功率相同； $a_i(t)$ 为第 i 个用户码道的周期远大于 N 的扩频序列，假设 $\{a_j^{(i)}\}$ 是扩频序列取值为 $\{+1, -1\}$ 的元素，那么 $a_i(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(i)} h_{T_C}(t - jT_C)$ ，其中 $h(t)$ 是能量归一化的 Chip 波形，由矩形脉冲通过基带滤波器形成。

经过 L 径的 Rayleigh 衰落信道后，接收信号为

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \cdot s(t - \tau_l) + z(t) \quad (2)$$

其中 $\alpha_l(t)$ 为时变多径信道第 l 径的衰落因子； τ_l 为时变多径信道第 l 径的时延； $z(t)$ 为零均值的加性复高斯白噪声，其双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。

频率选择性的 Rayleigh 衰落信道通常可以建模成 L 个抽头的延时线模型，每径的信道参数 α_l 相互独立且同分布，包络 R 具有 Rayleigh 分布的概率密度函数：

$$p(R) = \frac{R}{\Omega_l} e^{-R^2/(2\Omega_l)} \quad (3)$$

其中 $\Omega_l = E[|\alpha_l|^2]$ 为第 l 径的信道平均功率。当各径的平均功率不相等时，我们假定信道功率具有指数衰减的时延功率谱，即

$$\Omega_l = \Omega_0 e^{-\delta l}, \quad \delta \geq 0, \quad l = 1, \dots, L-1 \quad (4)$$

其中 Ω_0 为第 0 径的信道平均功率； δ 是信道功率衰减因子。

3 性能分析

3.1 存在高斯分布的信道估计误差时传统最大比合并的误码概率

假设接收机知道完全准确的多径时延信息，并且多径时延是 Chip 的整数倍，则经过 L 个径的传统最大比合并后的第 0 个用户第 h 个接收符号为

$$y_0(h) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{2P} \hat{\alpha}_l^*(n+h) \cdot \int_{hT+nT_C+\tau_l}^{hT+(n+1)T_C+\tau_l} r(t) a_0(t - hT - nT_C - \tau_l) dt \quad (5)$$

考虑到实际系统的信道估计存在独立高斯分布的误差 $n_{\alpha_l}(n)$, 即

$$\hat{\alpha}_l(n) = \alpha_l(n) + n_{\alpha_l}(n), \quad l = 0, \dots, L - 1 \tag{6}$$

并假设信道参数在一个符号周期内是不变的, 则式 (5) 可展开为

$$\begin{aligned} y_0(h) &= 2PTb_0(h) \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l(h)|^2 + 2PTb_0(h) \sum_{l=0}^{L-1} n_{\alpha_l}^*(h)\alpha_l(h) \\ &+ 2P \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{\substack{l_2 \neq l_1 \\ l_2=0}}^{L-1} \alpha_{l_1}^*(h)\alpha_{l_2}(h)R_{0,0}^{(l_1,l_2)}(h) + 2P \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{\substack{l_2 \neq l_1 \\ l_2=0}}^{L-1} n_{\alpha_{l_1}}^*(h)\alpha_{l_2}(h)R_{0,0}^{(l_1,l_2)}(h) \\ &+ 2P \sum_{k=1}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} \alpha_{l_1}^*(h)\alpha_{l_2}(h)R_{0,k}^{(l_1,l_2)}(h) + 2P \sum_{k=1}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} n_{\alpha_{l_1}}^*(h)\alpha_{l_2}(h)R_{0,k}^{(l_1,l_2)}(h) \\ &+ \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^*(h) \cdot \int_{hT+\tau_l}^{(h+1)T+\tau_l} z(t)a_0(t-hT-\tau_l)dt \\ &+ \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} n_{\alpha_l}^*(h) \cdot \int_{hT+\tau_l}^{(h+1)T+\tau_l} z(t)a_0(t-hT-\tau_l)dt \\ &= U_S + U_{nS} + U_{IPI} + U_{nIPI} + U_{MAI} + U_{nMAI} + U_N + U_{nN} \end{aligned} \tag{7}$$

其中 $b_0(h)$ 表示用户 0 的第 h 个数据符号

$$R_{k,j}^{(l_1,l_2)}(h) = \int_{hT+\tau_{l_1}}^{(h+1)T+\tau_{l_1}} a_j(t-hT-\tau_{l_1}) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_k(n)a_k(t-nT-\tau_{l_2})dt \tag{8}$$

式 (7) 中的第 1 项 U_S 为需要的信号; 第 2 项 U_{nS} 为信道估计误差引起的有噪信号; 第 3 项 U_{IPI} 为纯多径干扰 (IPI); 第 4 项 U_{nIPI} 为信道估计误差和多径一起引起的干扰, 我们称之为有噪多径干扰 (nIPI); 第 5 项 U_{MAI} 为纯多址干扰 (MAI); 第 6 项 U_{nMAI} 为信道估计误差和多址一起引起的干扰, 我们称之为有噪多址干扰 (nMAI); 第 7 项 U_N 为加性白高斯噪声经过滤波器后的结果; 第 8 项 U_{nN} 为信道估计误差与加性白高斯噪声共同作用的结果。

当用户数 K 和码道扩频比很大时, 可将式 (7) 中各项干扰近似看作独立的零均值高斯随机变量。在这种假设下, U_S 的条件方差为

$$\sigma_S^2 = \text{var}[U_S|\{\alpha_l\}] = 4E^2 \left(\sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 \right)^2 \tag{9}$$

其中 $E = PT$ 为每比特数据信号的平均能量。

考虑到第 l 径信道估计的误差是零均值, 方差为 $\sigma_{\alpha_l}^2$ 的复高斯随机变量, 且它和信道衰落参数是不相关的, 所以有噪信号 U_{nS} 的条件方差为

$$\sigma_{\alpha}^2 = 4E^2 \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{\alpha_l}^2 |\alpha_l|^2 \tag{10}$$

我们定义第 l 径信道估计的信噪比 γ_{α_l} 为

$$\gamma_{\alpha_l} = E[|\alpha_l|^2]/\sigma_{\alpha_l}^2 = \Omega_l/\sigma_{\alpha_l}^2, \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (11)$$

考虑到码道的扩频比以及信道估计器的平均长度较大, 可以忽略导频信道的多址、多径干扰, 在这种情况下, 信道估计的信噪比大致与每径的平均功率成正比, 即

$$\gamma_{\alpha_l}/\gamma_{\alpha_m} \approx \Omega_l/\Omega_m, \quad l, m = 0, \dots, L-1 \quad (12)$$

于是, 式 (10) 可变为

$$\sigma_{\alpha}^2 = 4E^2 \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l |\alpha_l|^2 / \gamma_{\alpha_l} \approx 4E^2 \Omega_0 \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 / \gamma_{\alpha} \quad (13)$$

其中 γ_{α} 表示第 0 径的信道估计信噪比。

由文献 [3,6] 可知, 纯多径干扰 U_{IPI} 和纯多址干扰 U_{MAI} 的条件方差分别约为 $\sigma_{\text{IPI}}^2 = 4E^2 \Omega_0 [q(L, \delta) - 1] \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 / N$ 和 $\sigma_{\text{MAI}}^2 = 8E^2 K \Omega_0 q(L, \delta) \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 / (3N)$, 其中 $q(L, \delta) \equiv (1 - e^{-\delta L}) / (1 - e^{-\delta})$. 经过相关器后的加性白高斯噪声 U_N 的条件方差约为 $\sigma_N^2 = 4EN_0 \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2$.

对于有噪多址干扰项 U_{nMAI} , 我们先考虑第 k 个用户码道产生的干扰:

$$\begin{aligned} U_{\text{nMAI}}^k &= 2P \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} n_{\alpha_{l_1}}^*(h) \alpha_{l_2}(h) \int_{hT+\tau_{l_1}}^{(h+1)T+\tau_{l_1}} a_0(t-hT-\tau_{l_1}) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_k(n) a_k(t-nT-\tau_{l_2}) dt \\ &= 2P \sum_{l_1=0}^{L-1} \alpha_{l_1}(h) \sum_{l_2=0}^{L-1} n_{\alpha_{l_2}}^*(h) \int_{hT+\tau_{l_1}}^{(h+1)T+\tau_{l_1}} a_0(t-hT-\tau_{l_1}) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_k(n) a_k(t-nT-\tau_{l_2}) dt \\ &= 2P \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(h) \cdot G_k(h) \end{aligned} \quad (14)$$

由于扩频码的周期远大于扩频增益 N , 所以扩频序列可以看成是独立的二进制随机序列。基于这种模型, 式 (14) 中的积分项可以看成是一个零均值的随机变量, 它的方差为 $2T^2/(3N)$ 。由于每径的信道估计误差是独立不相关的, 所以 $G_k(h)$ 也是一个零均值的随机变量, 它的方差为

$$\begin{aligned} \sigma_{G_k(h)}^2 &= \left[\frac{2T^2}{3N} \right] \sum_{l=0}^{L-1} E[|n_{\alpha_l}^*|^2] = \left[\frac{2T^2}{3N} \right] \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{\alpha_l}^2 \\ &= \left[\frac{2T^2}{3N} \right] \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l / \gamma_{\alpha_l} = \left[\frac{2T^2}{3N} \right] \frac{\Omega_0 L}{\gamma_{\alpha}} \end{aligned} \quad (15)$$

于是, K 个用户总的有噪多址干扰项 U_{nMAI} 和有噪多径干扰 U_{nIPI} 的条件方差分别约为 $\sigma_{\text{nMAI}}^2 = \frac{8E^2}{3N} K \Omega_0 L \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 / \gamma_{\alpha}$ 和 $\sigma_{\text{nIPI}}^2 = 4\frac{E^2}{N} \Omega_0 [L-1] \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 / \gamma_{\alpha}$ 。同理, U_{nN} 的条件方差为 $\sigma_{\text{nN}}^2 = 4EN_0 \Omega_0 L / \gamma_{\alpha}$ 。

依据上面的假设, 接收信号 $y_0(h)$ 的判决变量 $\text{Re}[y_0(h)]$ 可看成是条件均值为 U_S , 条件方差为 $(\sigma_{\alpha}^2 + \sigma_{\text{IPI}}^2 + \sigma_{\text{nIPI}}^2 + \sigma_{\text{MAI}}^2 + \sigma_{\text{nMAI}}^2 + \sigma_N^2 + \sigma_{\text{nN}}^2)/2$ 的实高斯随机变量。定义

$$S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l|^2 \quad (16)$$

则经过传统最大比合并后, 忽略 σ_{nN}^2 项后的输出信噪比为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{MRC}} &= \frac{2\sigma_S^2}{\sigma_\alpha^2 + \sigma_{\text{IPI}}^2 + \sigma_{\text{nIPI}}^2 + \sigma_{\text{MAI}}^2 + \sigma_{\text{nMAI}}^2 + \sigma_N^2} \\ &= \left[\frac{1}{2\gamma_\alpha} + \frac{q(L, \delta) - 1}{2N} + \frac{L - 1}{2N\gamma_\alpha} + \frac{Kq(L, \delta)}{3N} + \frac{KL}{3N\gamma_\alpha} + \frac{N_0}{2\Omega_0 E} \right]^{-1} S \end{aligned} \quad (17)$$

误码概率式为

$$P_b = \int_0^\infty P_e(\gamma_{\text{MRC}} p(\sqrt{S}) d\sqrt{S}) = \int_0^\infty Q(\sqrt{\gamma_{\text{MRC}}}) p(\sqrt{S}) d\sqrt{S} \quad (18)$$

其中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (19)$$

S 可以近似看作一个具有 Nakagami 分布的随机变量, 于是它的概率密度函数可表示为

$$p(\sqrt{S}) \approx M(\sqrt{S}, m_s, \omega_s) \quad (20)$$

其中

$$m_s = \frac{\left[\sum_{l=0}^{L-1} e^{-\delta l} \right]^2}{\sum_{l=0}^{L-1} (e^{-\delta l})^2} = mq(L, \delta)^2 / q(L, 2\delta) \quad (21)$$

$$\Omega_s = E[(\sqrt{S})^2] = \sum_{l=1}^L e^{-\delta(l-1)} = q(L, \delta) \quad (22)$$

对于本文所讨论的 Rayleigh 分布的多径信道, 式 (21) 中的 $m = 1$ 。利用文献 [3] 的结果, 我们可以得到最终的误码概率式:

$$P_b = \sqrt{\frac{\gamma_s}{1 + \gamma_s}} \cdot \frac{(1 + \gamma_s)^{-m_s} \Gamma(m_s + 1/2)}{2\sqrt{\pi} \Gamma(m_s + 1)} \cdot F \left[1; m_s + \frac{1}{2}; m_s + 1; \frac{1}{1 + \gamma_s} \right] \quad (23)$$

其中

$$\gamma_s = \frac{\gamma_{\text{MRC}} \Omega_s}{2m_s} = \frac{\gamma_{\text{MRC}} q(L, 2\delta)}{2q(L, \delta)} \quad (24)$$

$\Gamma(\cdot)$ 是 Gamma 函数, $F(\cdot)$ 是合流超几何函数 (Hypergeometric)。

从式 (17) 式中可以看到, 当信道估计理想时, γ_α 趋于无穷大, 则式 (17) 变为文献 [3] 中的式 (13b)。

3.2 存在高斯分布的信道估计误差时理想最大比合并的误码概率

当信道各径平均功率不等时, 理想最大比合并的各径合并系数应取为 [5,7]

$$\sqrt{2P} \hat{\alpha}_l(n) / \sigma_l^2, \quad l = 0, \dots, L - 1 \quad (25)$$

其中 σ_l^2 为第 l 径所有干扰和噪声的平均功率和 (这里假设为接收机已知)。于是, 每径的平均输出信噪比变为

$$\gamma_l = \frac{\Omega_l}{\left[\frac{\Omega_0}{2\gamma_\alpha} + \frac{\Omega_0 q(L, \delta) - \Omega_l}{2N} + \frac{K\Omega_0 q(L, \delta)}{3N} + \frac{\Omega_0(L-1)}{2N\gamma_\alpha} + \frac{K\Omega_0 L}{3N\gamma_\alpha} + \frac{N_0}{2E} \right]^2} \quad (26)$$

此时的误码率可表示为 [2]

$$P_b = \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{L-1} \pi_l \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_l}{2 + \gamma_l}} \right] \quad (27)$$

这里

$$\pi_l = \prod_{\substack{i=0 \\ i \neq l}}^{L-1} \frac{\gamma_l}{\gamma_l - \gamma_i} \quad (28)$$

从式 (26) 中可以看到, 当信道估计理想时, γ_α 趋于无穷大, 则式 (26) 变为理想信道估计下第 l 径接收信号的平均信噪比:

$$\gamma_l = \frac{\Omega_l}{\left[\frac{\Omega_0 q(L, \delta) - \Omega_l}{2N} + \frac{K \Omega_0 q(L, \delta)}{3N} + \frac{N_0}{2E} \right]^2} \quad (29)$$

4 数值计算结果

图 1 给出了系统误码率随信道估计信噪比变化的曲线。这里假设信道有 6 径 (总功率归一化为 1), 系统的扩频增益 N 为 128, 干扰用户 K 有 20 个, 信道功率的衰减因子 δ 为 0.25, 并且接收信号的信噪比 (E_b/N_0) 设为 5 dB。由图 1 可以看到: (1) 理想信道估计显然比非理想信道估计的误码率低。这是因为信道估计误差引入了 U_{nIPI} 和 U_{nMAI} 等噪声项; (2) 随着信道估计信噪比的增加, 非理想信道估计的结果越来越接近理想信道估计的结果; (3) 由于信道各径具有不等的平均功率, 那么传统最大比合并不是理想的最大比合并。所以此时, 在理想信道估计下, 传统最大比合并的误码率曲线显然在理想最大比合并的结果之上, 并且非理想信道估计的传统最大比合并的误码率更高。

由于实际系统总存在信道估计误差, 但通过滤波器可以将误差控制在一定的范围内, 所以在下面的所有仿真中我们假设信道估计的信噪比为 10dB。图 2 是系统误码率随干扰用户 K 数目的增加而变化的曲线, 此时接收信号的信噪比为 5dB, 并且 $L=6, N=128, \delta=0.25$ 。由图 2 可以看出: (1) 由于信道估计误差的存在, 使系统在相同的误码率下支持的用户数明显减少; (2) 由于无法使输出信噪比达到最大, 所以传统最大比合并支持的用户显然没有理想最大比合并的多。

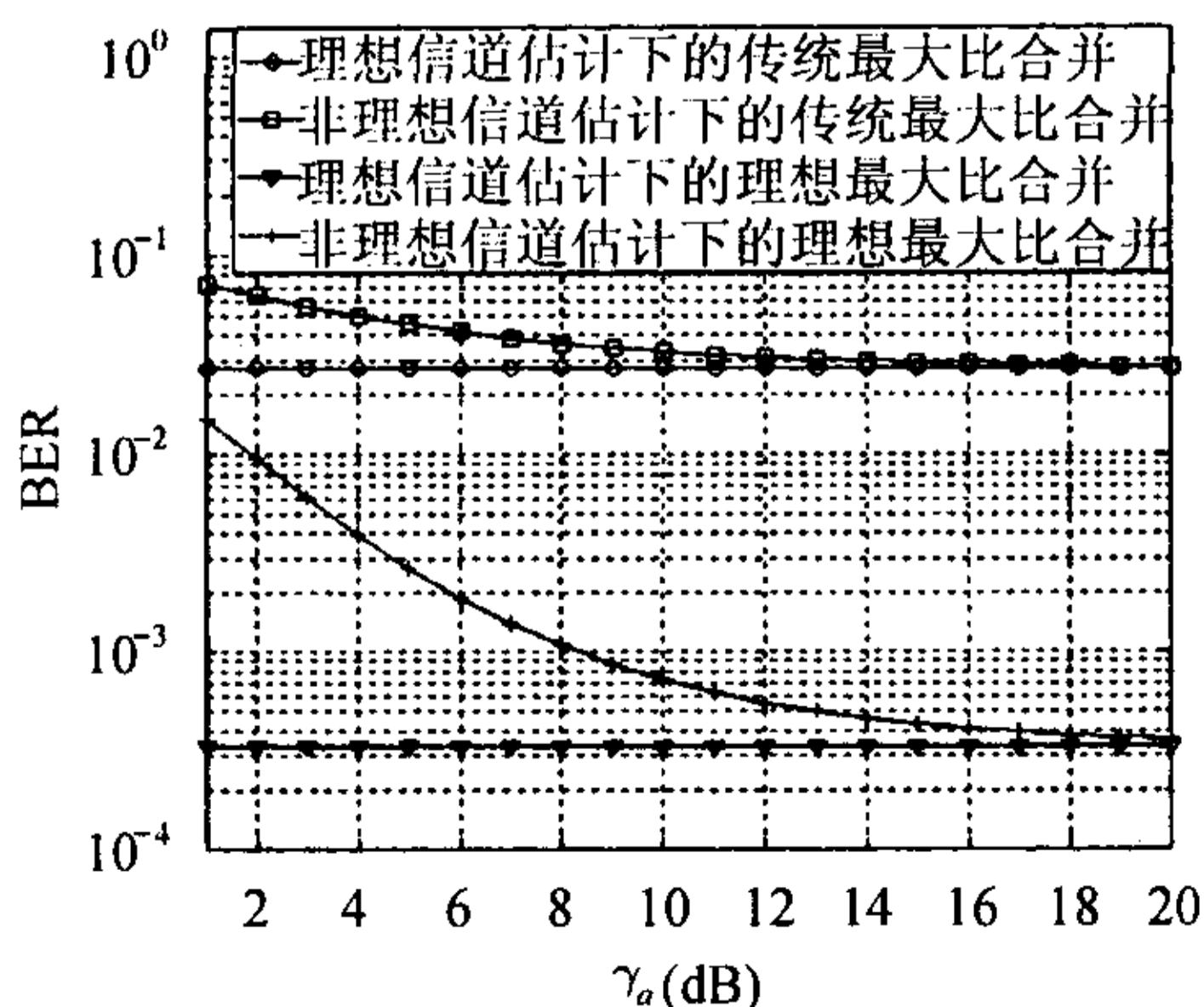


图 1 系统误码率随信道估计信噪比的变化曲线

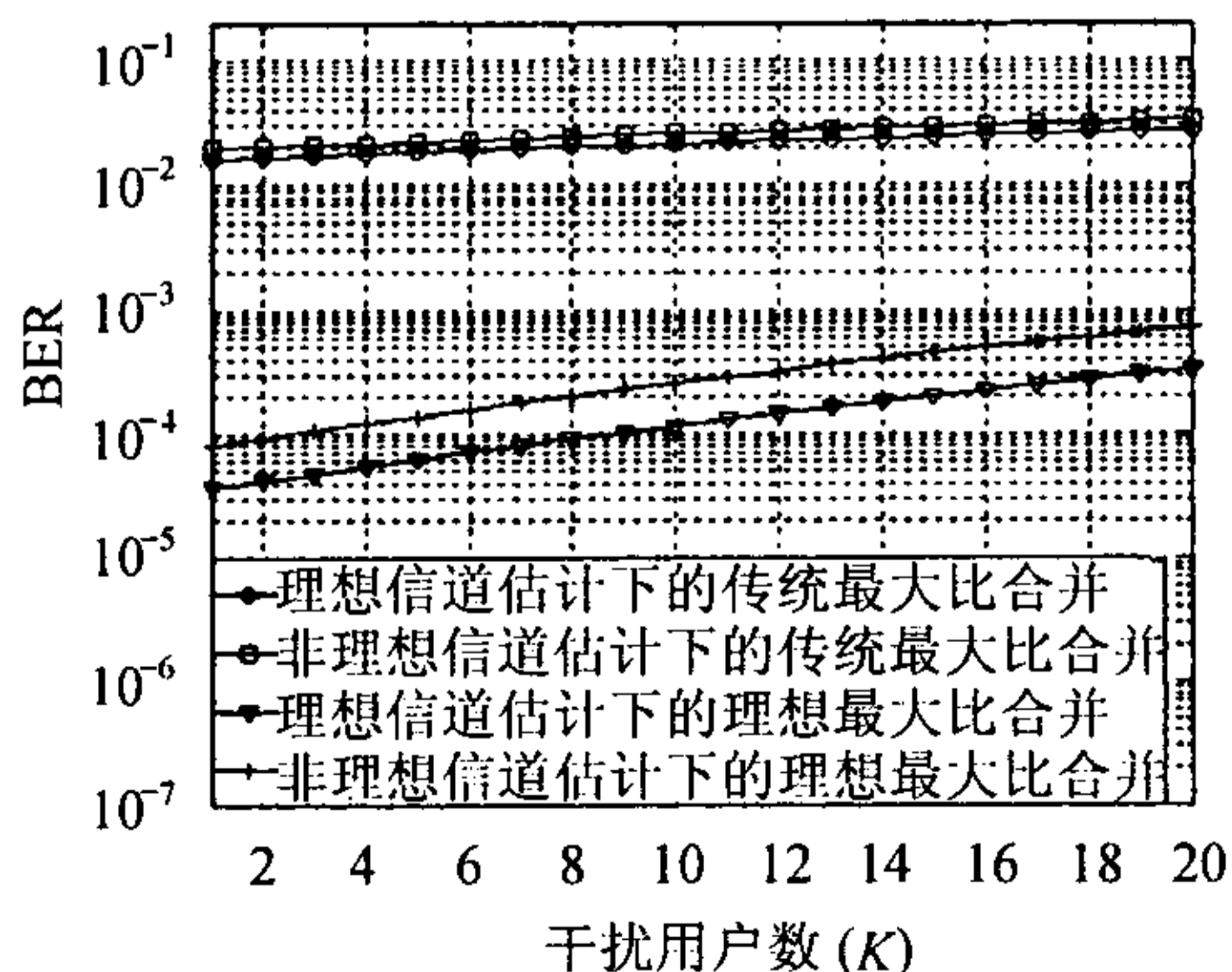


图 2 随干扰用户数 K 增加的系统误码率

图 3 是系统误码率随用户接收信号信噪比变化的曲线, 此时干扰用户数 K 为 20, 并且 $L=6$, $N=128$, $\delta=0.25$ 。由图 3 中可见: 实际系统中由于信道估计存在估计误差, 传统最大比合并方法在信道各径功率不等时远无法获得理想的性能。

图 4 是系统误码率随信道功率衰落因子变化的曲线, 此时 K 为 20, 并且 $L=6$, $N=128$, $\delta=0.25$ 。图中的所有结果是在传统最大比合并下得到的。由图 5 中可见, 随着信道功率衰落因子的增加, 多径间功率相差越来越大, 传统最大比合并的性能也越来越差。

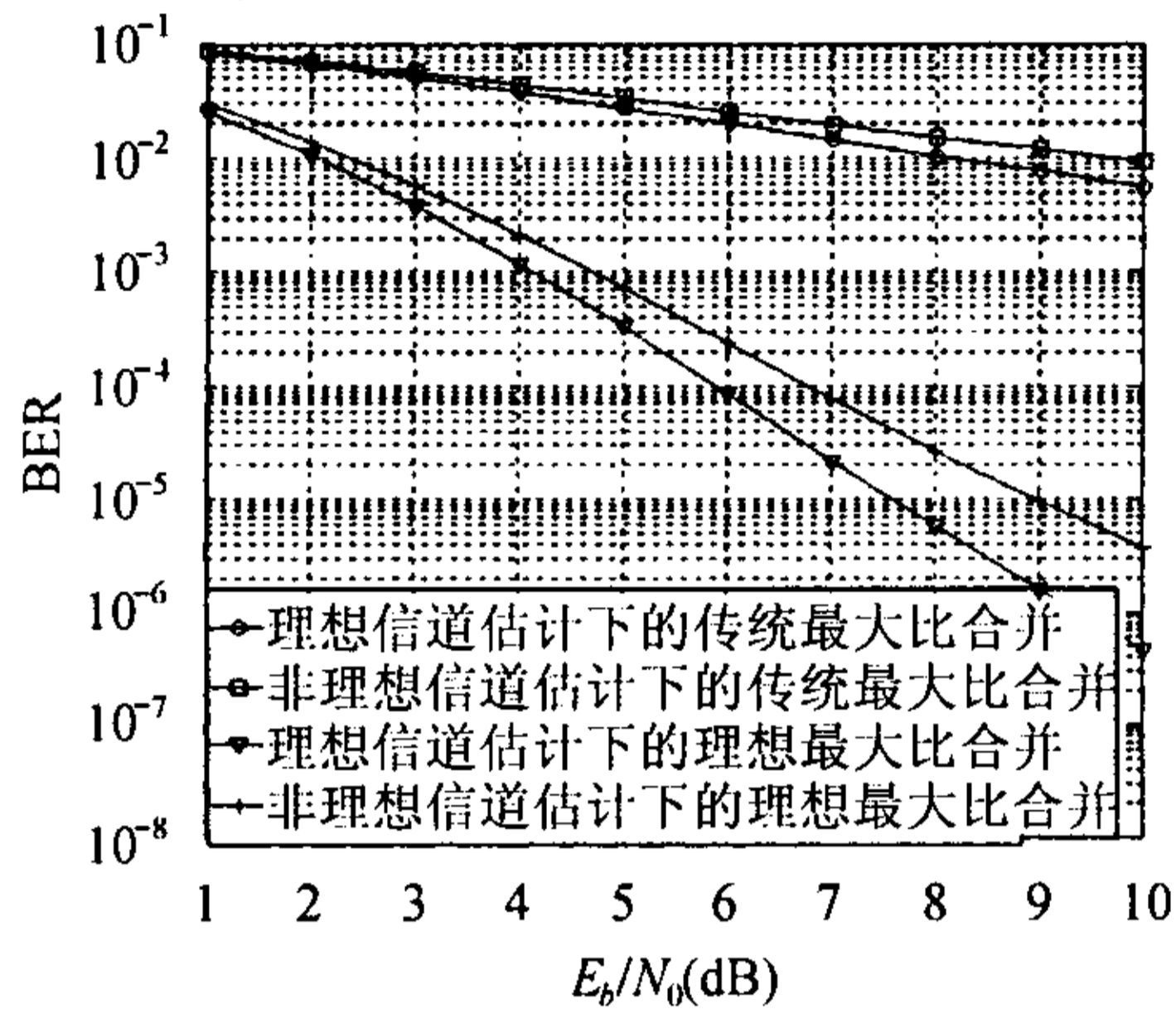


图 3 系统误码率随接收信号信噪比的变化曲线

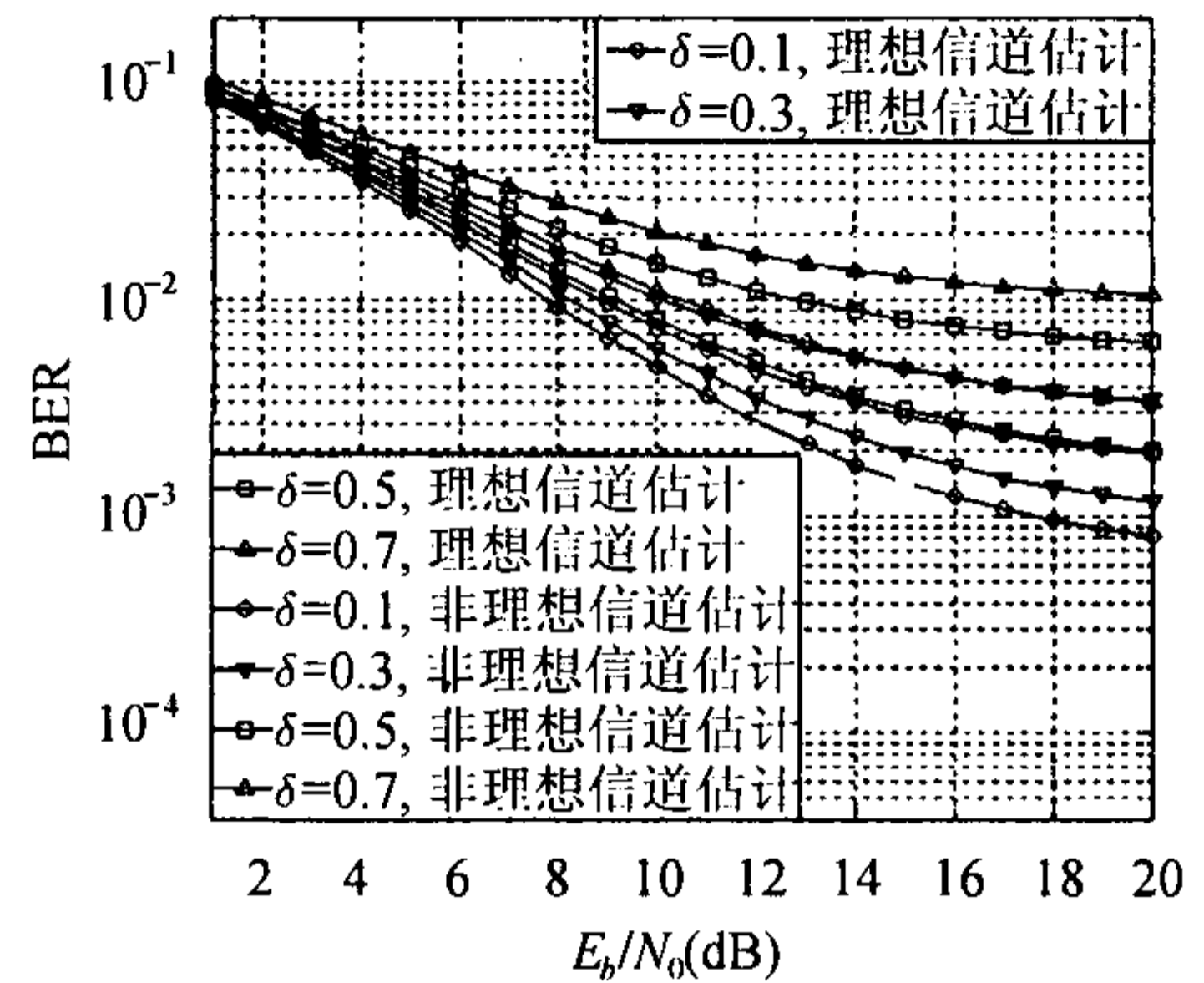


图 4 系统误码率随接收信号信噪比变化的曲线
(以 δ 为参数)

5 结论

本文推导了存在信道估计误差的 DS-CDMA 系统在多径 Rayleigh 衰落信道中的误码公式。数值计算结果表明信道估计误差和不等的信道多径功率对传统的最大比合并方法有很大的影响, 而这种传统的方法只在假设相等噪声功率和理想信道估计下才能获得最佳的性能。

参 考 文 献

- [1] Viterbi A J. CDMA Principles of Spread Spectrum Communications. New York, Addison-Wesley Publishing Company, 1995: 73-115.
- [2] Proakis J G. Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 1989: 797-806.
- [3] Eng T, Milstein L B. Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, 43(2/3/4): 1134-1143.
- [4] Guenach M, Vandendorpe L. Downlink performance analysis of a BPSK-based WCDMA using conventional Rake receivers with channel estimation. *IEEE Trans. on J. on Select. Areas*, 2001, 19(11): 2165-2176.
- [5] Kettunen K. Enhanced maximal ratio combining scheme for RAKE receivers in WCDMA mobile terminals. *Electronics Letters*, 2001, 37(8): 522-524.
- [6] Efthymoglou G P, Aalo V A, Helmken H. Performance analysis of coherent DS-CDMA systems in a Nakagami fading channel with arbitrary parameters. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1997, 46(2): 289-297.
- [7] Brennan D G. Linear diversity combining techniques. *Proc. IRE*, 1959, 46(4): 1075-1102.

盛 彬: 男, 1974 年生, 东南大学教师, 研究方向为宽带 CDMA 系统中的信号处理。

尤肖虎: 男, 1962 年生, 东南大学无线电系系主任, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术、智能信号处理与通信。